

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLANDEPOH/50546⁰⁴ 05. 2004**PRIORITY
DOCUMENT**SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

REC'D 08 JUN 2004

WIPO PCT

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung
einer Patentanmeldung**

Aktenzeichen: 103 20 715.5

Anmeldetag: 8. Mai 2003

Anmelder/Inhaber: Siemens Aktiengesellschaft,
80333 München/DE

Bezeichnung: Verfahren zur Preemphase eines
optischen Multiplexsignals

IPC: H 04 J 14/02

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 29. April 2004
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Klostermeyer

Beschreibung

Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals

- 5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals nach dem Oberbegriff des Patentanspruches 1.

10 Optische Verstärker für breitbandige optische Signale weisen eine Wellenlängenabhängigkeit des Gewinns auf, die durch üblicherweise eingesetzte Glättungsfilter nicht vollständig behoben wird. Bei der WDM- oder DWDM-Übertragungstechnik (WDM = Wavelength Division Multiplex; DWDM = Dense Wavelength Division Multiplex) besteht das optische Signal aus mehreren unterschiedliche Wellenlängen aufweisenden Kanälen, deren Wellenlängenabstände heutzutage unterhalb 100 GHz liegen können. Durch die Wellenlängenabhängigkeit des Gewinns der Verstärker akkumulieren sich Leistungsunterschiede zwischen den einzelnen Kanälen beim Durchlaufen einer optischen, so daß die Kanäle stark unterschiedliche optische Signal-Rauschabstände OSNR (Optical Signal-to-Noise Ratio) und Leistungen an den Empfängern besitzen.

15 In Punkt-zu-Punkt-Verbindungen wird daher häufig ein unter dem Namen „Preemphase“ (Preemphasis im englischen Sprachgebrauch) bekanntes Verfahren zur Nivellierung der Signal-Rauschabstände OSNR-Werte mindestens am Streckenende eingesetzt, das in A. R. Chraplyly, J. A. Nagel and R. W. Tkach: „Equalization in Amplifier WDM Lightwave Transmission Systems“, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, No. 8, August 1992, pp. 920-922 beschrieben wurde. Dabei werden anhand einer am Streckenende gemessenen OSNR-Verteilung die senderseitigen Kanalleistungen in einem iterativen Verfahren solange nachgeführt, bis sich für alle Kanäle dieselben Signal-Rauschabstände OSNR-Werte am Streckenende ergibt.

Häufig wird zur Bestimmung der Signal-Rauschabstände OSNR die verstärkte spontane Emission ASE (ASE = Amplified Spontaneous Emission) zwischen den Kanälen gemessen und daraus die den Kanälen überlagerte Rauschleistung durch Interpolation berechnet. Dies ist aber nicht mehr möglich, wenn die verstärkte Spontanemission ASE zwischen den Kanälen durch optische Komponenten gedämpft wird. Dies ist z.B. der Fall, wenn weitere Module wie Add-Drop-Module oder Interleaver-Filter in der Übertragungsstrecke geschaltet sind.

Allen gängigen Messmethoden für die OSNR-Verteilung am Streckenende ist gemeinsam, dass sie auf Kanäle im 100 GHz Raster beschränkt sind. Ferner sind die Verfahren in der Regel zu langsam (separate Messungen für Kanalleistungen und Leistungen der verstärkten Spontanemission ASE), um Zeitanforderungen in dynamischen optischen Netzen, z. B. maximal ca. 10 Sekunden für einen Kanalupgrade, gerecht werden zu können.

Aus DE 19848989 ist ein Verfahren zur kanalweisen Einstellung von Sendesignalleistungen bekannt, bei dem bei einer unzulässigen Überschreitung des sendeseitigen Dynamikbereiches eine Kompression der einzelnen Sendesignalleistungen derart erfolgt, dass die Sendesignal-Summenleistung annähernd konstant gehalten wird. Dieses Verfahren wird ebenfalls für eine Überschreitung des empfangseitigen Dynamikbereiches durchgeführt. Da dieses Verfahren auf gemessenen OSNR-Werten basiert, ergeben sich auch hier die bereits weiter oben beschriebenen Probleme der OSNR-Messung bei kleinen Kanalabständen.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren anzugeben, das eine schnelle Preemphase eines optischen Multiplexsignals ermöglicht. Das Verfahren sollte sich ebenfalls für eine WDM-Übertragung entlang einer zu definierten optischen Übertragungsstrecke mit beliebig schmalen Kanalabständen eignen.

Eine Lösung der Aufgabe erfolgt hinsichtlich ihres Verfahrensaspekts durch ein Verfahren mit den Merkmalen des Patentanspruches 1.

5 Ausgehend von einem Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals, das als Kanäle mehrere Signale unterschiedlicher Wellenlänge aufweist, die von Sendern zu Empfängern übertragen werden, bei dem Leistungen der Signale am Sender eingestellt und am Empfänger gemessen werden, wird erfindungsgemäß eine Ermittlung der Signal-Rauschabstände OSNR am Empfänger nicht mehr benötigt. Dafür wird eine mittlere Leistung der Signale am Sender ermittelt und anschließend werden sendeseitig neue Leistungen der Signale aus aktuellen Leistungen der Signale am Sender und am Empfänger und aus der
10 mittleren Leistung am Sender eingestellt, derart, dass Signal-Rauschabstände am Empfänger annähernd gleich bleiben.

Dieses wird in einer ersten im Folgenden ausführlich erläuterten Näherungslösung erreicht, wenn Leistungsspektren der
20 Kanäle am Sender und am Empfänger ca. inverse Funktionen bilden. Eine präzisere und ausreichende Erzielung gleicher Signal-Rauschabstände am Empfänger einer Übertragungsstrecke wird ebenfalls in Anbetracht einer Wellenlängenabhängigkeit von Rauschzahlen, Gewinnen und Dämpfungen definiert werden.

5 Der wesentliche Vorteil der Erfindung ist, dass keine Messung der Signal-Rauschabstände bzw. der Rauschleistungen sondern nur Pegelmessungen von Signalen erforderlich sind. Aufgrund der Messung und Neueinstellung der Leistungen an einem Sender
30 mittels einer einfachen Messung von Signalleistungen am einem Empfänger erfolgt die Preemphase gemäß erfindungsgemäßer Regelformel weit schneller als eine auf Signal-Rausch-Abständen OSNR basierte Preemphase. Damit werden auch systembedingte und daher aufwendige Messung von Rauschleistungen der Signale
35 nicht mehr benötigt.

Das Einstellen der inversen Funktion zwischen Leistungsspektren führt in sehr guter Näherung zu identischen Signal-Rauschabständen OSNR für alle Kanäle. Bei einem Übertragungssystem kann eine tolerierte Abweichung bzw. Verschlechterung im voraus definiert werden, d. h. die Signal-Rauschabstände OSNR müssen sich bei der Preemphase derart ändern, dass keine Übertragungsfehler auftreten. Auf der Basis einer zugelassenen Balance bzw. eines tolerierten Intervalls der Signal-Rauschabstände OSNR ergibt sich eine einfache erfindungsgemäße Regelformel zur Preemphase, die eine Neueinstellung der Signalleistungen am Sender ohne Ermittlung der aktuellen Signal-Rauschabständen OSNR darstellt.

Ein weiterer Vorteil des erfindungsgemäßen Verfahrens ist darin zu sehen, dass eine komplizierte Messung von Rauschleistungen zwischen den Kanälen oder gar eine direkte und technisch sehr aufwendige Messung der den Kanälen überlagerten verstärkten spontanen Emission ASE zur Ermittlung der Signal-Rauschabstände OSNR entfällt. Das Verfahren eignet sich also bestens für beliebige kleine Wellenlängenabstände der Kanäle.

Selbstverständlich ist es möglich, dieses Verfahren mit einer anschließenden Preemphase zu kombinieren, die auf einer Messung des Signal-Rauschabstandes OSNR basiert und die zu einer optimalen Einstellung der Kanalleistungen am Sender führt. Dass hierzu wesentlich mehr Zeit erforderlich ist, hat keine negativen Auswirkungen auf die Übertragungsqualität. Das erfindungsgemäße Verfahren erfordert jedoch keine solche bekannte Preemphase mehr, um die annähernd gleichen Erfordernissen zu erfüllen. Dieser vorteilhafte Aspekt wurde theoretisch und experimentell im Labor nachgewiesen. Damit werden kostenverbundene spektral auflösende Messinstrumente wie optische Spektrumanalysatoren eingespart.

Ein wesentlicher Vorteil der Erfindung besteht ebenfalls darin, dass das beschriebene Verfahren gegen eine vorhandene

Verkippung oder gegen eine weitere vorhandene ungleichmäßige spektralen Verteilung der Leistungen und/oder der Signal-Rauschabstände OSNR am Sender unempfindlich ist.

- 5 In der gesamten Erfindung werden die Ausdrücke „Sender“ und „Empfänger“ aus Gründen der einfachen Darstellung verwendet. Es sollte hier klargestellt werden, dass diese Ausdrücke jede Stelle einer Übertragungsstrecke bezeichnen, an denen die erfindungsgemäße Preemphase durchführbar ist, d. h. z. B. an
10 optischen Verstärkern, an Multiplexern und Demultiplexern, an spektral regelbaren Filtern, etc. Dazu müssen mindestens bei einer „Sender“-Stelle ein erstes für das Leistungsspektrum vorgesehenes Regel- und Messmodul und bei einer „Empfänger“-
15 Messmodul vorhanden werden.

- Zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Preemphase wird eine einfache geeignete optische Übertragungstrecke angegeben. Diese Übertragungsstrecke könnte Teil
20 eines aufwendigeren optischen Netzwerks sein.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

- 5 Ausführungsbeispiele der Erfindung werden im folgenden anhand der Zeichnung näher erläutert.

Dabei zeigen:

- 30 Fig. 1: Leistungsspektren der Kanäle am Sender und am Empfänger vor und nach der Preemphase,
Fig. 2: Spektren der Signal-Rauschabstände OSNR der Kanäle am Sender und am Empfänger vor der Preemphase und am Sender nach der Preemphase,
35 Fig. 3: eine optische Übertragungsstrecke zur Durchführung der erfindungsgemäßen Preemphase.

In Fig. 1 sind Leistungsspektren LS1, LS2, LS3, LS4 der Kanäle am Sender und am Empfänger vor und nach der Preemphase für ein optisches DWDM-Signal mit 80 Kanälen (Frequenzabstand = 50 GHz) dargestellt.

- 5 Vor der Preemphase ist das gemessene Signalleistungsspektrum LS1 am Sender bei einem mittleren Leistungswert von -16 dBm konstant. Das gemessene Signalleistungsspektrum LS2 am Empfänger weist dagegen ein beliebiges Profil auf, wobei die Kanäle Leistungsunterschiede von bis zu 8dB aufweisen. Die Ab-
10 weichung kann sowohl eine lineare Funktion der Wellenlänge wie bei einer Verkipfung oder im allgemein eine nichtlineare Funktion der Wellenlänge darstellen.

- Gemäß der zugelassenen Balance der Signal-Rauschabstände OSNR
15 am Empfänger wird nun die Preemphase mittels der Invertierung des Signalleistungsspektrums LS1 am Sender durchgeführt. Eine Regelformel der Invertierung wird im folgenden Text angegeben. Somit ergeben sich zwei neue Signalleistungsspektren LS3 am Sender und LS4 am Empfänger. Die Signal-Rauschabstände
20 OSNR am Empfänger bilden nun ein flaches Spektrum.

- In Fig.2 sind Spektren OSNR1, OSNR2 der Signal-Rauschabstände OSNR der Kanäle am Sender und am Empfänger vor der Preemphase sowie ein Spektrum OSNR3 der Signal-Rauschabstände OSNR der
5 Kanäle am Empfänger nach der Preemphase für das optische Signal gemäß Fig. 1 dargestellt.

- Vor der Preemphase ist das für das Experiment hier gemessene Spektrum OSNR1 am Sender bei einem mittleren Wert von 28 dB
30 konstant. Das Spektrum OSNR2 am Empfänger weist dagegen ein beliebiges Profil auf, das von einem mittleren Wert bei ca. 23 dB abweicht. Die Abweichung kann sowohl eine lineare Funktion der Wellenlänge wie bei einer Verkipfung oder im allgemein eine nichtlineare Funktion der Wellenlänge darstellen.
35 Nach der Preemphase ist das Spektrum OSNR3 am Empfänger flach.

Fig. 3 zeigt eine optische Übertragungsstrecke mit zwischen Sender OTT Tx und Empfänger OTT Rx liegenden frequenzabhängigen Elementen - hier Zwischenverstärker OLR1, OLR2, ..., optische Lichtwellenleiter LWL1, LWL2, ..., etc - zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Preemphase. Eine Leistungsmesseinrichtungen M1, M2 ist jeweils an dem Sender OTT Tx und dem Empfänger OTT Rx und eine Leistungsregeleinrichtung R1 an dem Sender OTT Tx angeschlossen, die lediglich Pegel der übertragenen Signale sendeseitig und empfangseitig messen bzw. sendeseitig regeln.

Im folgenden wird eine mathematische Beschreibung des in den Fig. 1 und 2 dargestellten Verfahrens angegeben, wobei angenommen wird, dass das übertragene Multiplexsignale die Bandbreite $\Delta\lambda$ belege.

Folgende Bezeichnungen werden hierfür verwendet:

Sender:	OTT Tx
Empfänger:	OTT Rx
Kanal (Wellenlänge):	$\lambda = \lambda_{\min}, \dots, \lambda_{\max}$
Bandbreite:	$\Delta\lambda = \lambda_{\max} - \lambda_{\min}$
Kanalleistungen am OTT Tx:	$P_{\text{IN}}(\lambda) \quad \{\text{in mW}\}$
Kanalleistungen am OTT Rx:	$P_{\text{OUT}}(\lambda) \quad \{\text{in mW}\}$
Mittlere Eingangsleistung:	$\langle P_{\text{IN}} \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \cdot \int_{\Delta\lambda} P_{\text{IN}}(\lambda) d\lambda \quad \{\text{in mW}\}$
Mittlere Ausgangsleistung:	$\langle P_{\text{OUT}} \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \cdot \int_{\Delta\lambda} P_{\text{OUT}}(\lambda) d\lambda \quad \{\text{in mW}\}$

8

Formfaktor am OTT Tx:

$$c_{-P_{IN}(\lambda)} = \frac{P_{IN}(\lambda)}{\langle P_{IN} \rangle}$$

Formfaktor am OTT Rx:

$$c_{-P_{OUT}(\lambda)} = \frac{P_{OUT}(\lambda)}{\langle P_{OUT} \rangle}$$

- 5 Allgemein wird der Mittelwert - hier über einem Wellenlängenbereich - eines Wertes X durch die Schreibweise $\langle X \rangle$ zwischen eckigen Klammern $\langle X \rangle$ signalisiert.

Die Summeneingangsleistung der Kanäle mit den Wellenlängen $\lambda = \lambda_{min}, \dots, \lambda_{max}$ wird am Sender OTT Tx konstant gehalten. Neue, am Sender OTT Tx einzustellende Kanalleistungen $P_{IN}(\lambda)_{new}$ (linear in mW), unter Beibehaltung der bestehenden Summeneingangsleistung ($= \Delta\lambda \cdot \langle P_{IN} \rangle$) mittels einer Funktion $Q(\lambda)$ lauten daher:

15

$$P_{IN}(\lambda)_{new} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\frac{1}{\Delta\lambda} \cdot \int_{\Delta\lambda} Q(\lambda) d\lambda}$$

Eine zugelassene Balance der Signal-Rauschabstände OSNR wird durch den im folgenden begründeten Ansatz

20

$$\sqrt{P_{IN}(\lambda) \cdot P_{OUT}(\lambda)} = \text{const} \quad (\text{d. h. Konstante})$$

angenähert, womit sich für die Funktion $Q(\lambda)$ ergibt:

25

$$Q(\lambda) = \frac{P_{IN}(\lambda)}{\sqrt{P_{IN}(\lambda) \cdot P_{OUT}(\lambda)}} = \sqrt{\frac{P_{IN}(\lambda)}{P_{OUT}(\lambda)}}$$

Diese Gleichung zeigt, dass die Funktion Q der Quadratwurzel der Übertragungsfunktion der Signale entspricht.

30

Im Folgenden wird die Funktion $Q(\lambda)$ näher beschrieben, woraus ein Ansatz für eine Approximation der Balance der Signal-

Rauschabstände OSNR im Hinblick auf ihrer Einebnung hergeleitet werden kann:

$$c_{P_{IN}(\lambda)_{new}} \cdot c_{P_{OUT}(\lambda)_{new}} = 1 \text{ bzw. } \frac{P_{IN}(\lambda)_{new}}{\langle P_{IN} \rangle} = \frac{\langle P_{OUT} \rangle}{P_{OUT}(\lambda)_{new}}$$

5

wobei $P_{IN}(\lambda)_{new}$ die neu einzustellende Eingangsleistung am Sender OTT Tx und $P_{OUT}(\lambda)_{new}$ die neu erhaltenen Ausgangsleistung am Empfänger OTT Rx je mit Formfaktoren $c_{P_{IN}(\lambda)_{new}}$ und $c_{P_{OUT}(\lambda)_{new}}$ bezeichnen.

Eine (lineare) Linkübertragungsfunktion $UF(\lambda)$ wird mit folgender Beziehung:

$$15 \quad UF(\lambda) = \frac{P_{OUT}(\lambda)}{P_{IN}(\lambda)} = \frac{P_{OUT}(\lambda)_{new}}{P_{IN}(\lambda)_{new}} \text{ definiert.}$$

Daraus folgt, dass:

$$\frac{P_{IN}(\lambda)_{new}}{\langle P_{IN} \rangle} = \frac{\langle P_{OUT} \rangle}{P_{OUT}(\lambda)_{new}} = \frac{\langle P_{OUT} \rangle}{\frac{P_{OUT}(\lambda)}{P_{IN}(\lambda)} \cdot P_{IN}(\lambda)_{new}}$$

und somit:

$$\left(\frac{P_{IN}(\lambda)_{new}}{\langle P_{IN} \rangle} \right)^2 = \frac{\langle P_{OUT} \rangle}{P_{OUT}(\lambda)} \cdot \frac{P_{IN}(\lambda)}{\langle P_{IN} \rangle}$$

25 Mit der Forderung nach konstanter Summeneingangsleistung am Sender OTT Tx als Booster Terminal folgt für die neue Summeneingangsleistung P_{IN_new} :

$$\langle P_{IN_new} \rangle = \langle P_{IN} \rangle$$

30

Die am Sender einzustellenden Leistungen sind somit gegeben durch

$$P_{IN}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \sqrt{\frac{P_{IN}(\lambda)}{P_{OUT}(\lambda)}} \cdot \sqrt{\frac{\langle P_{OUT} \rangle}{\langle P_{IN} \rangle}} \quad \{\text{in mW}\}$$

- 5

Diese Gleichung kann nun aber wiederum auch in der Form

$$P_{IN}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \quad \{\text{in mW}\} \quad \text{mit } \langle Q(\lambda) \rangle = \sqrt{\frac{P_{IN}}{P_{OUT}}} >$$

10 dargestellt werden.

Damit lassen sich sehr schnell die neu einzustellenden Eingangsleistungen $P_{IN}(\lambda)_{\text{new}}$ für jeden Kanal mittels der mittleren Eingangsleistung und der vorhandenen bzw. neu gemessenen Eingang- und Ausgangsleistungen $P_{IN}(\lambda)$ und $P_{OUT}(\lambda)$ neu
 15 einstellen. Es werden dadurch keine Messungen der Signal-Rauschabstände OSNR oder von Rauschleistungen benötigt.

- 0

Im geeigneten Fall erfolgt die Neueinstellung durch eine einfache Invertierung zwischen Leistungsspektren des Senders und des Empfängers.

25

Ferner wird nun eine präzisere Herleitung des neu einzustellenden Leistungsspektrums $P_{IN}(\lambda)_{\text{new}}$ bei einer Berücksichtigung wellenlängenabhängiger Rauschzahlen $F_i(\lambda)$ ($i=0, \dots, N$) eines oder mehrerer entlang der Übertragungsstrecke angeordneten optischen Verstärkern V_0, V_1, \dots, V_N angegeben. Diese Herleitung zeigt, inwieweit sich die erfindungsgemäße Preemphase im Hinblick auf erforderliche Übertragungstoleranzen für den Einsatz in Übertragungssystemen eignet. Außerdem
 30 ergeben sich daraus auch Varianten des Verfahrens, die eine höhere Genauigkeit erreichen, jedoch die Kenntnis zusätzlicher Parameter voraussetzen, die entweder direkt am System

oder aber bereits bei der Produktion gemessen werden können. Alternativ können auch typische Werte verwendet werden.

Es wird gezeigt, dass trotz Einflüssen der Rauschzahl $F_i(\lambda)$ die erfindungsgemäße Preemphase für eine Anzahl von $N+1$ kaskadierten optischen Verstärkern V_i mit N zwischengeschalteten optischen Leitungen OL_i ($i=1, \dots, N$) mit Dämpfungen A_i eine tolerierbare Einebnung der Signal-Rauschabstände OSNR am Ende der Übertragungsstrecke ermöglicht. Falls weitere präzisere Erfüllungen benötigt sind, können auch die Rauschzahlen $F_i(\lambda)$ berücksichtigt werden, z. B. durch die technischen Lieferungsangaben eines optischen Verstärkers.

Der Gewinn $G_i(\lambda)$ eines der optischen Verstärker V_i ($i=0, \dots, N$) sei gegeben durch:

$$G_i(\lambda) = \langle G_i \rangle \cdot g(\lambda)$$

wobei $\langle G_i \rangle$ einen mittleren Gewinn und $g(\lambda)$ eine normierte spektrale Abhängigkeitsfunktion des Gewinns $G_i(\lambda)$ bezeichnen.

Genauso lassen sich die Dämpfung $A_i(\lambda)$ der optischen Leitungen OL_i und die Rauschzahl $F_i(\lambda)$ beschreiben:

$$A_i(\lambda) = \langle A_i \rangle \cdot a(\lambda)$$

$$F_i(\lambda) = \langle F_i \rangle \cdot f(\lambda)$$

Zur Vereinfachung der Darstellung wurde davon ausgenommen, dass die Wellenlängenabhängigkeiten $a(\lambda)$ und $f(\lambda)$ der Dämpfung $A_i(\lambda)$ und der Rauschzahl $F_i(\lambda)$ für alle Verstärker und zwischengeschalteten Fasern annähernd identisch sind.

Am Ende der Übertragungsstrecke OTT Rx sind die Ausgangsleistungen $P_{OUT}(\lambda)$ als Funktion der Wellenlänge λ so definiert:

35

$$P_{OUT}(\lambda) = \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot \prod_{i=0}^N G_i(\lambda) \cdot P_{IN}(\lambda) = P_{IN}(\lambda) \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)$$

wobei G_0 der Gewinn des sendeseitig als Booster eingesetzten ersten optischen Verstärkers V_0 ist. Bei den optischen Verstärkern V_i tritt verstärkte spontane Emission ASE auf, die für einen die Wellenlänge λ aufweisenden Kanal eines breitbandigen optischen Signals zu einer Rauschleistungsanteil $P_{ASE}(i, \lambda)$ führt.

$$P_{ASE}(i, \lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot [F_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) - 1]$$

In dieser Gleichung repräsentierten h die Planck'sche Konstante, ν die Frequenz des betrachteten Kanals und B_0 die Messbandbreite.

Am Sender OTT Tx und am Empfänger OTT Rx der kompletten Übertragungsstrecke V_0 , LWL_1 , V_1 , LWL_2 , ..., LWL_N , V_N weist ein Kanal bei der Wellenlänge λ mit Eingangsleistung $P_{IN}(\lambda)$ und Ausgangsleistung $P_{OUT}(\lambda)$ eine akkumulierte Rauschleistung $P_{ASE}(\lambda)$ auf, die sich wie folgt errechnen lässt:

$$P_{ASE}(\lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot \left\{ \sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) \right\}$$

Die wellenlängenabhängigen Signal-Rauschabstände OSNR am Sender OTT Tx sind so definiert:

$$OSNR = \frac{P_{OUT}(\lambda)}{P_{ASE}(\lambda)}$$

Der Ansatz zur Balance der Signal-Rauschabstände OSNR basiert auf einer Einebnung derselben am Sender OTT Tx. Dies lässt sich durch die folgende Bedingung (const= Konstante) realisieren:

13

$$\frac{1}{\text{OSNR}} = \frac{h\nu B_0}{P_{\text{IN}}(\lambda)} \cdot \frac{\sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}{G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)} = \text{const}$$

Durch die Definition der schon bekannten Funktion $Q(\lambda)$ nun als:

5

$$Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}{\lambda \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}$$

lässt sich diese Bedingung für identische Signal-Rauschabstände OSNR aller Kanäle am Empfänger OTT Rx wie folgt formulieren:

10

$$P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \quad \text{mit} \quad \langle Q(\lambda) \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \int_{\Delta\lambda} Q(\lambda) d\lambda$$

Diese Gleichung beschreibt die neu einzustellenden Kanalleistungen sehr genau, erfordert aber die Kenntnis zahlreicher Parameter. Im folgenden wird daher der Einfluß verschiedener Parameter wie die Rauschzahlen $F_i(\lambda)$, die Gewinne $G_i(\lambda)$ und die Dämpfungen $A_i(\lambda)$ auf die Wellenlängenabhängigkeit der Funktion $Q(\lambda)$ betrachtet. Zunächst wird dieser Aspekt mittels eines Ausführungsbeispiels für eine Übertragungsstrecke mit $N+1$ optischen Verstärkern und mit N den optischen Verstärkern zwischengeschalteten optischen Leitungen OL_i beschrieben, bei dem ein breitbandiges optisches Signal mit mehreren Kanälen vom dem Sender OTT Tx bis zum Empfänger OTT Rx übertragen wird.

25

In der Regel werden die Gewinne der Verstärker V_i so eingestellt, dass sie die Dämpfungsverluste in den nachfolgenden Streckenabschnitten OL_i ("span" in englisch) kompensieren, so dass

$$\langle G_i(\lambda) \rangle = \frac{1}{\langle A_i(\lambda) \rangle} \text{ gilt.}$$

Damit lässt sich die Funktion $Q(\lambda)$ wie folgt beschreiben:

$$Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [\langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}{\lambda \cdot \langle G_0 \rangle \cdot g_0 \cdot \prod_{i=1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}$$

Ausgehend von aus der Praxis bekannten Werten wie z. B.
 $\langle F_j \rangle \cong 2$ und $\langle G_j \rangle \cong 100$ ist es implizit, dass:

$$\langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) \gg 1$$

Ferner wird angenommen, dass die optischen Verstärker V_i sowie die optischen Leitungen OL_i quasi-identisch sind. Diese Annahme ist in der Regel erfüllt, da im Bezug auf Gewinn und Dämpfung kritische technische Eigenschaftsabweichungen der Komponenten V_i , OL_i bei ihrer Herstellung bzw. bei der Installation eines Netzwerks möglichst minimiert bzw. optimiert werden und die Wellenlängenabhängigkeit des Gewinns optischer Verstärker nahezu unabhängig vom eingestellten Gewinn ist.

Somit werden nun einzelne Mittelwerte und einzelne spektrale Abhängigkeitsfunktionen der Rauschzahl $\langle F \rangle = \langle F_i \rangle$, $f(\lambda) = f_i(\lambda)$, des Gewinns $\langle G \rangle = \langle G_i \rangle$, $g(\lambda) = g_i(\lambda)$ und der Dämpfung $\langle A \rangle = \langle A_i \rangle$, $a(\lambda) = a_i(\lambda)$ für alle Komponente V_i , OL_i verwendet, was zu einer einfacheren neuen Form der Funktion $Q(\lambda)$ führt:

$$Q(\lambda) = \frac{\langle F \rangle \cdot f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

Diese Gleichung führt auf die Approximation

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

Diese letzte Funktion berücksichtigt die spektrale Welligkeit (Ripples in englisch) der Rauschzahl, des Gewinns und der Dämpfung über einer gewünschten Bandbreite im Wellenlängenbereich $\Delta\lambda$.

Mittels der Messung des Leistungsspektrums bzw. des Gesamtgewinns $G_{\text{LINK}} = [a(\lambda)g(\lambda)]^{N+1}$ am Empfänger OTT Rx erhält man:

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{G_{\text{LINK}} - 1}{G_{\text{LINK}}^{\frac{N}{N+1}} \cdot \left[G_{\text{LINK}}^{\frac{1}{N+1}} - 1 \right]}$$

Beim Kenntnis oder Abschätzung der Rauschzahl $f(\lambda)$ aus einer oder mehrerer optischen Verstärkungen in der Übertragungsstrecke ist also die Funktion $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ wellenlängenunabhängig ermittelbar. Die Preemphase ist in diesem Fall also mehr als nur eine einfache Invertierung der Leistungsspektren zwischen Empfänger und Sender, beruht jedoch immer noch nur auf Signalleistungsmessungen bzw. Leistungseinstellungen.

Anders formuliert, wenn die Wellenlängenabhängigkeit der Rauschzahl $F(i)$ der optischen Verstärker bekannt ist (analytisch oder in Tabellenform), so kann diese Abhängigkeit bei der Preemphase genauer als mittels der bisher erwähnten Invertierung der Leistungsspektren berücksichtigt werden.

Als konkrete Wertebereiche für eine praktische Anwendung ist:

$$1 \leq N \leq 20 \\ -0,7 \text{ dB} \leq 10 \log[g(\lambda)] \leq 0,7 \text{ dB}$$

von Interesse, da heutzutage typische Verstärker wie EDFAs (Erbium Doped Fiber Amplifiers) Gewinnwelligkeiten unterhalb 1,4 dB aufweisen.

Für diese Wertebereiche kann die Funktion $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ durch $1/\sqrt{G_{\text{LINK}}}$ gut angenähert werden. Dadurch wird die Preemphase

unabhängig von der Zahl N der Übertragungsabschnitte V_i , OL_i (span) erfolgen.

5 Diese Annäherung bestätigt wiederum die bisher erläuterte Behauptung, dass mit den beiden folgenden Gleichungen:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \text{ {in mW}} \quad \text{mit } \langle Q(\lambda) \rangle = \sqrt{\frac{P_{IN}}{P_{OUT}}} >$$

10 und : $G_{LINK} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$

die neu einzustellenden Leistungen $P_{IN}(\lambda)_{new}$ am Sender OTT Tx bei der Preemphase wie folgt errechnet werden:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \sqrt{\frac{P_{IN}}{P_{OUT}}}$$

15

In diesem Fall beruht die Preemphase auf der einfachen Invertierung der Leistungsspektren am Sender OTT Tx und am Empfänger OTT Rx.

20

Wenn eine zusätzliche Leistungseinstellung der Kanäle am Sender OTT Rx vorgesehen ist, ist auch die Preemphase in einer bidirektionalen Weise steuerbar. Dadurch weisen die Signal-Rauschabstände OSNR am Empfänger OTT Rx und am Sender OTT Tx ein flaches Spektrum auf.

25

Patentansprüche

1. Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals (OS), das mehrere Signale mit unterschiedlichen Wellenlängen aufweist, die von einem Sender zu einem Empfänger übertragen werden, bei dem Leistungen der Signale am Sender eingestellt sowie am Empfänger gemessen werden, dadurch gekennzeichnet,
dass eine mittlere Leistung für die sendeseitigen Signale ermittelt wird,
dass aus den aktuellen Leistungen der Signale am Sender und am Empfänger und der mittleren Leistung neue Signalwerte ermittelt und sendeseitig eingestellt werden, derart, dass am Empfänger Signal-Rauschabstände aller Signale annähernd ausgeglichen werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,
dass bei der Neueinstellung der Signale am Sender spektrale Einflüsse der Übertragungsstrecke zwischen dem Sender und dem Empfänger, vorzugsweise aufgrund Verstärkung, Rauscheinflüssen, Dämpfungen, berücksichtigt werden.
3. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,
dass bei einer optischen Übertragung über N+1 in Reihe geschalteten optischen Verstärkern mit ähnlichen Verstärkungseigenschaften und über N den Verstärkern zwischengeschalteten Übertragungsabschnitten die neu einzustellende Leistung ($P_{IN}(\lambda)_{new}$) eines der Signale am Sender derart errechnet wird:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \quad \{\text{in mW}\}$$

wobei ($\langle P_{IN} \rangle$) die mittlere Leistung eines Signals am Sender bezeichnet und zur tolerierten Balance der Signal-Rauschabstände die Funktion $Q(\lambda)$ wie folgt definiert ist:

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} = k \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{G_{LINK} - 1}{G_{LINK}^{\frac{N}{N+1}} \cdot \left[G_{LINK}^{\frac{1}{N+1}} - 1 \right]}$$

mit (G_{LINK}) als aus den am Sender und Empfänger Signalleistungen (P_{IN} , P_{OUT}) ermittelter Gesamtgewinn eines Kanals und $f(\lambda)$ als spektrale Rauschzahlfunktion zwischen Sender und Empfänger und k als Konstante.

4. Verfahren nach Anspruch 2 oder 3,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Funktion $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ durch $1/\sqrt{G_{LINK}}$ angenähert
wird.

5. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
dass die normierten Leistungsspektren der Signale am Sender und am Empfänger zueinander inverse Funktionen bilden.

6. Verfahren nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,
dass zur Bildung inverser Funktionen zwischen den Leistungsspektren der Signale am Sender und am Empfänger die neu einzustellende Leistung ($P_{IN}(\lambda)_{new}$) eines Signals am Sender mittels folgender Formel eingestellt werden:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} := \langle P_{IN} \rangle \cdot \sqrt{\frac{P_{IN}(\lambda)}{P_{OUT}(\lambda)}} \cdot \sqrt{\frac{\langle P_{OUT} \rangle}{\langle P_{IN} \rangle}} \quad \{\text{in mW}\}$$

wobei ($\langle P_{IN} \rangle$, $\langle P_{OUT} \rangle$) die über die Bandbreite ($\Delta\lambda$) der Signale ermittelten mittleren Leistungen aller Signale am Sender und am Empfänger, ($P_{IN}(\lambda)$) die aktuell ermittelte

Leistung eines Signals am Sender, ($P_{OUT}(\lambda)$) die gemessene Leistung eines Signals am Empfänger bezeichnen.

7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
5 dadurch gekennzeichnet,
dass zu Kontrollzwecken Signal-Rauschabstände ausgewählter Signale oder Gruppen von Signalen am Sender und am Empfänger ermittelt werden.
- 10 8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Sender und Empfänger optische Verstärker enthalten.
- 15 9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass volloptische transparente Netze für die Übertragung der Signale verwendet werden.
- 20 10. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass bei einer DWDM-Übertragung spektrale Abstände zwischen den mit den Signalen belegten Kanälen bei oder beliebig unterhalb 100 GHz gewählt werden.
5
11. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass eine zusätzliche Preemphase der Leistungen der Signale am Sender zur Einstellung von am Empfänger gemessenen
30 Rausch-Signal-Abständen der Signale verwendet wird.
12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass Verkippungen oder nicht-lineare Abweichungen des
35 Spektrums der Signal-Rauschabstände kompensiert werden.

Zusammenfassung

Verfahren zur Preemphase eines optischen Multiplexsignals

5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur schnellen und einfachen Preemphase eines aus einem Sender zu einem Empfänger übertragenen optischen Multiplexsignals, bei dem mindestens am Empfänger Signal-Rauschabstände ohne Messung von Rauschleistungen oder Signal-Rauschabständen sondern mittels einfacher
10 Messung bzw. Neueinstellung von Signalleistungen über die Bandbreite des optischen Multiplexsignals ausgeglichen werden. Die Erfindung beruht auf einer von einem Übertragungssystem zugelassenen Balance der Signal-Rauschabstände, bei der spektrale Einflüsse aus Gewinnprofilen, Rauscheffekten
15 und Dämpfungen berücksichtigt wurden. Insbesondere bei Anwendung der DWDM-Übertragungstechnik, bei der die Kanalabstände des optischen Multiplexsignals sehr klein sind, ermöglicht dieses Verfahren eine Einsparung von hochauflösenden und empfindlichen Messinstrumenten zur Steuerung der Preemphase.

20

Fig. 1

FIG 1

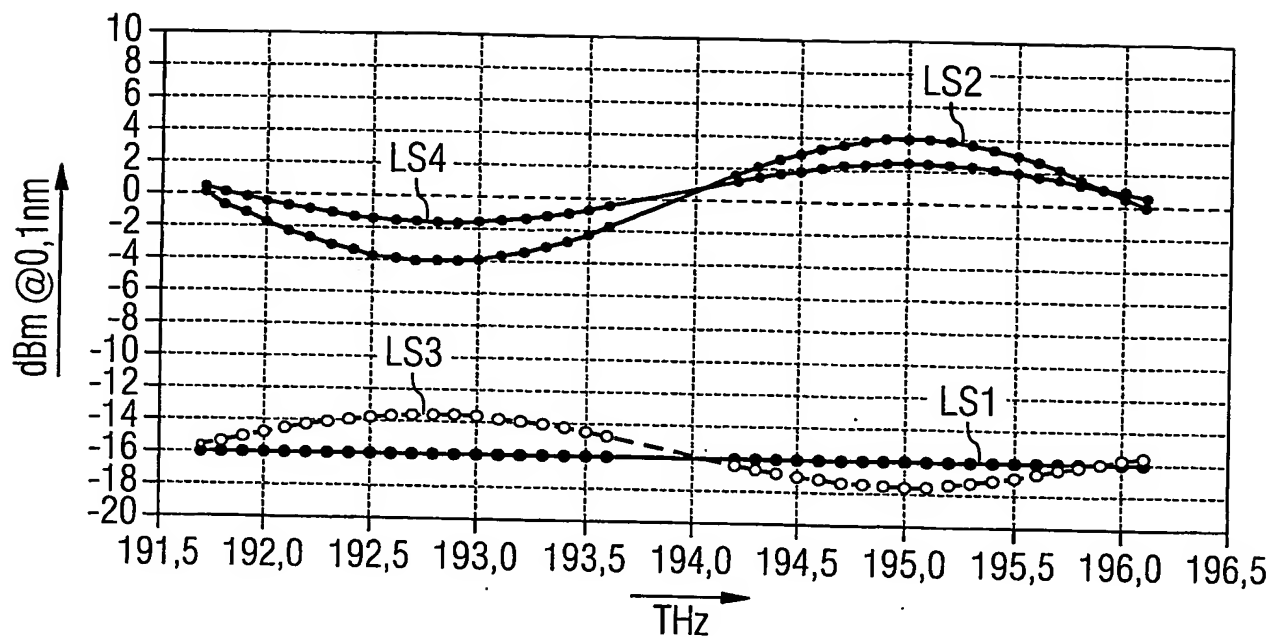


FIG 2

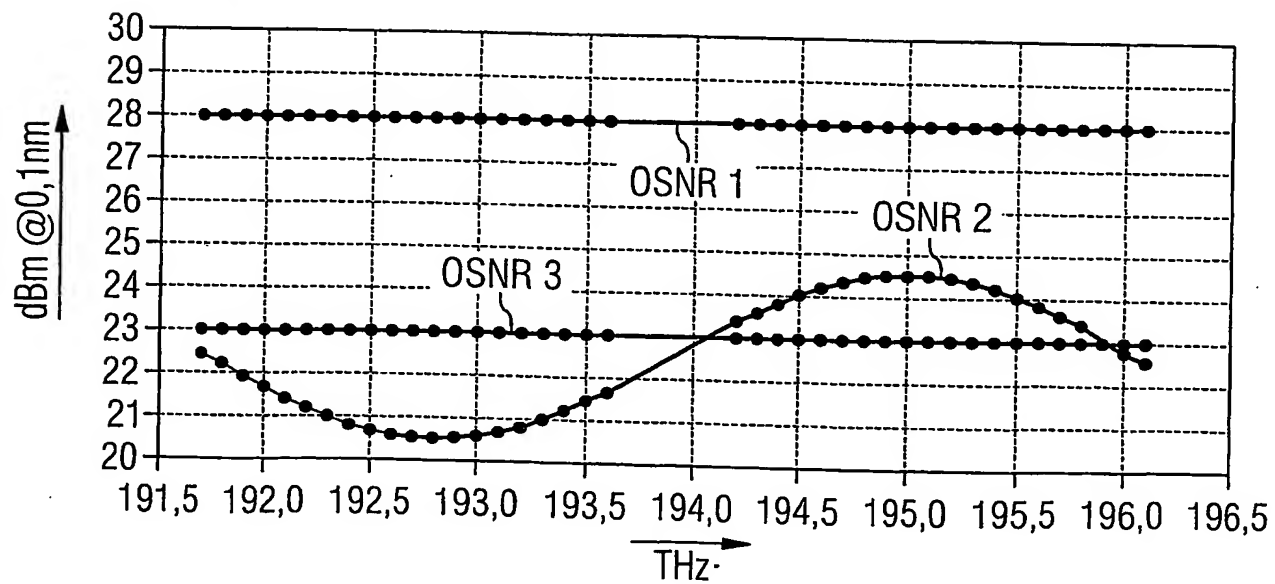


FIG 3

